

# PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 11-317777

(43)Date of publication of application : 16.11.1999

(51)Int.Cl.

H04L 27/14  
H04J 1/00

(21)Application number : 10-191718

(71)Applicant : TOSHIBA CORP

(22)Date of filing : 07.07.1998

(72)Inventor : TSURUMI HIROSHI  
YOSHIDA HIROSHI

(30)Priority

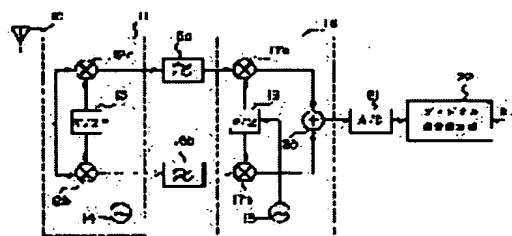
Priority number : 10 52168    Priority date : 04.03.1998    Priority country : JP

## (54) RECEIVING DEVICE

### (57)Abstract:

**PROBLEM TO BE SOLVED:** To provide a receiving device which is decreased in the number of the components of a radio circuit part, places no excessive load on an analog circuit, and is flexibly complied to a plurality of radio communication systems that is different in frequency and band by making good use of digital signal processing.

**SOLUTION:** Modulated signals of plural channels are received by an antenna 10 and inputted to an orthogonal demodulator 11 to generate orthogonal base band signals, which are inputted to an orthogonal modulator 16 through low-pass filters 15a and 15b having an interference wave removing function and an anti-aliasing function for a training A/D converter to generate an orthogonal intermediate-frequency signal; and this signal is converted by the A/D converter 21 into a digital signal and a digital signal processing part 22 performs channel selection and data regeneration.



## LEGAL STATUS

[Date of request for examination] 16.07.2001

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number] 3545606

[Date of registration] 16.04.2004

[Number of appeal against examiner's decision  
of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's  
decision of rejection]

[Date of extinction of right]

Copyright (C); 1998,2003 Japan Patent Office

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平11-317777

(43) 公開日 平成11年(1999)11月16日

(51) Int.Cl.<sup>°</sup>

H 0 4 L 27/14

H 0 4 J 1/00

識別記号

F I

H 0 4 L 27/14

H 0 4 J 1/00

J

審査請求 未請求 請求項の数 6 O L (全 14 頁)

(21) 出願番号 特願平10-191718

(22) 出願日 平成10年(1998) 7 月 7 日

(31) 優先権主張番号 特願平10-52168

(32) 優先日 平10(1998) 3 月 4 日

(33) 優先権主張国 日本 (J P)

(71) 出願人 000003078

株式会社東芝

神奈川県川崎市幸区堀川町72番地

(72) 発明者 鶴見 博史

神奈川県川崎市幸区小向東芝町1番地 株

式会社東芝研究開発センター内

(72) 発明者 吉田 弘

神奈川県川崎市幸区小向東芝町1番地 株

式会社東芝研究開発センター内

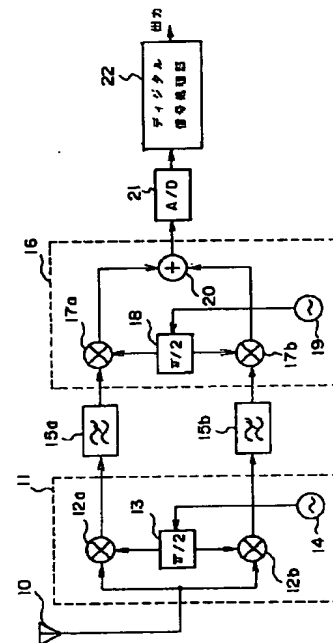
(74) 代理人 弁理士 鈴江 武彦 (外 6 名)

(54) 【発明の名称】 受信装置

(57) 【要約】

【課題】無線回路部の部品点数を減少させ、またアナログ回路に過大な負担をかけることなく、ディジタル信号処理を活用して柔軟に周波数や帯域の異なる複数の無線通信システムに対応できる受信装置を提供する。

【解決手段】複数チャネルの変調信号をアンテナ10で受信し、その受信信号を直交復調器11に入力して直交ベースバンド信号を生成し、この直交ベースバンド信号を干渉波除去と後続のA/D変換器に対するアンチエイジング機能を持つ低域通過フィルタ15a、15bを介して直交変調器16に入力して直交中間周波数信号を生成し、これをA/D変換器21でディジタル信号に変換してディジタル信号処理部22でチャネル選択とデモダ再生を行う。



## 【特許請求の範囲】

【請求項 1】複数チャネルの変調信号を受信する受信手段と、

前記受信手段からの受信信号を  $\pi/2$  の位相差を持つ二つの局部発振信号と乗算して  $\pi/2$  の位相差を持つ第 1 および第 2 のベースバンド信号を出力する直交復調器と、

前記第 1 および第 2 のベースバンド信号をそれぞれの入力とする第 1 および第 2 の低域通過フィルタと、

前記第 1 および第 2 の低域通過フィルタの出力信号を  $\pi/2$  の位相差を持つ二つの局部発振信号と乗算して  $\pi/2$  の位相差を持つ第 1 および第 2 の中間周波数信号を出力する直交変調器と、

前記第 1 および第 2 の中間周波数信号をデジタル信号に変換する A/D 変換器と、

前記 A/D 変換器から出力されるデジタル信号から少なくとも一つのチャネルの信号を選択し、該選択した信号を処理して原データを再生するデジタル信号処理手段とを具備することを特徴とする受信装置。

【請求項 2】複数チャネルの変調信号を受信する受信手段と、

前記受信手段からの受信信号を  $\pi/2$  の位相差を持つ二つの局部発振信号と乗算して  $\pi/2$  の位相差を持つ第 1 および第 2 のベースバンド信号を出力する直交復調器と、

前記第 1 および第 2 のベースバンド信号をそれぞれの入力とする第 1 および第 2 の低域通過フィルタと、

前記第 1 および第 2 の低域通過フィルタの出力信号を  $\pi/2$  の位相差を持つ二つの局部発振信号と乗算して  $\pi/2$  の位相差を持つ第 1 および第 2 の中間周波数信号を出力する直交変調器と、

前記第 1 および第 2 の中間周波数信号をデジタル信号に変換する A/D 変換器と、

前記 A/D 変換器から出力されるデジタル信号を  $\pi/2$  の位相差を持つ二つの基準クロック信号と乗算して  $\pi/2$  の位相差を持つ第 1 および第 2 のデジタル信号を生成し、かつ第 1 および第 2 のデジタル信号から少なくとも一つのチャネルの信号を選択して出力するデジタルダウンコンバータと、

前記デジタルコンバータの出力信号を処理して原データを再生するデジタル信号処理手段とを具備することを特徴とする受信装置。

【請求項 3】複数チャネルの変調信号を受信する受信手段と、

前記受信手段からの受信信号をデジタル信号に変換する A/D 変換器と、

前記 A/D 変換器から出力されるデジタル信号を  $\pi/2$  の位相差を持つ二つの基準クロック信号と乗算して  $\pi/2$  の位相差を持つ第 1 および第 2 のデジタル信号を生成し、かつ第 1 および第 2 のデジタル信号から少な

くとも一つのチャネルの信号を選択して出力するデジタルダウンコンバータと、

前記デジタルコンバータの出力信号を処理して原データを再生するデジタル信号処理手段とを具備することを特徴とする受信装置。

【請求項 4】複数チャネルの変調信号を受信する受信手段と、

前記受信手段からの受信信号を  $\pi/2$  の位相差を持つ二つの局部発振信号と乗算して  $\pi/2$  の位相差を持つ第 1 および第 2 のベースバンド信号を出力する直交復調器と、

前記第 1 および第 2 のベースバンド信号をそれぞれの入力とする第 1 および第 2 の低域通過フィルタと、

前記第 1 および第 2 の低域通過フィルタの出力信号をデジタル信号に変換する第 1 および第 2 の A/D 変換器と、

前記第 1 および第 2 の A/D 変換器から出力されるデジタル信号を  $\pi/2$  の位相差を持つ二つの基準クロック信号と乗算して  $\pi/2$  の位相差を持つデジタル信号からなる第 1 および第 2 の中間周波数信号を出力するデジタル直交変調器と、

前記デジタル直交変調器から出力される第 1 および第 2 の中間周波数信号を  $\pi/2$  の位相差を持つ二つの基準クロック信号と乗算して  $\pi/2$  の位相差を持つデジタル信号からなる第 1 および第 2 のベースバンドを生成し、かつ第 1 および第 2 のベースバンド信号から少なくとも一つのチャネルの信号を選択して出力するデジタルダウンコンバータと、

前記デジタルダウンコンバータの出力信号を処理して原データを再生するデジタル信号処理手段とを具備することを特徴とする受信装置

【請求項 5】複数チャネルの変調信号を受信する受信手段と、

前記受信手段からの受信信号を  $\pi/2$  の位相差を持つ二つの局部発振信号と乗算して  $\pi/2$  の位相差を持つ第 1 および第 2 のベースバンド信号を出力する直交復調器と、

前記第 1 および第 2 のベースバンド信号をそれぞれの入力とする第 1 および第 2 の低域通過フィルタと、

前記第 1 および第 2 の低域通過フィルタの出力信号をデジタル信号に変換する第 1 および第 2 の A/D 変換器と、

前記第 1 および第 2 の A/D 変換器から出力されるデジタル信号を同相の基準クロック信号と乗算して  $\pi/2$  の位相差を持つデジタル信号からなる第 1 および第 2 のベースバンド信号を生成し、かつ第 1 および第 2 のデジタル信号から少なくとも一つのチャネルの信号を選択して出力するデジタルダウンコンバータと、

前記デジタルダウンコンバータの出力信号を処理して原データを再生するデジタル信号処理手段とを具備する

ことを特徴とする受信装置。

【請求項6】前記第1および第2の低域通過フィルタは、干渉波除去と前記A/D変換器に対するアンチエイジング機能を有することを特徴とする請求項1、2、4、5のいずれか1項記載の受信装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は受信装置に係り、特に複数の無線通信システムで共通に用いられ、全システム帯域の信号を一括して受信しチャンネル選択を行う受信装置に関する。

【0002】

【従来の技術】近年、周波数や帯域の異なる複数の無線通信システムが混在し、それに伴い各端末においては一つの受信装置で複数の無線通信システムに対応できることが求められてきている。この要求に対して、無線端末では従来からのスーパーヘテロダイン方式の受信機では現実的な構成で対応することは難しい。

【0003】すなわち、スーパーヘテロダイン受信機では、アンテナからの受信信号をまずイメージ抑圧用フィルタに通してイメージ信号を除去してから、第1中間周波数に周波数変換した後、再びイメージ抑圧用フィルタに通してから十分に低い第2中間周波数に周波数変換し、次いでチャンネル選択フィルタによって所望チャンネルの信号を選択し、例えばFM変調波に対してはリミタによって振幅制御を行った後、周波数弁別器によって復調を行う。

【0004】この場合、イメージ抑圧用フィルタとチャンネル選択フィルタはいずれもパッシブフィルタで構成され、物理寸法が大きい上に高価であり、これが無線回路部の小型化、低価格化の障害となっている。また、パッシブフィルタは中心周波数や帯域が固定され、可変にすることが難しいため、無線端末で周波数や帯域の異なる複数の無線通信システムの送信信号を同時に受信するためには、各システム毎にフィルタを準備する必要がある、これは物理的寸法、価格のいずれの観点からも受け容れ難い。

【0005】これらの問題を解決する方法として、近年、ダイレクトコンバージョン方式の受信機が注目を集めている。ダイレクトコンバージョン受信機では、アンテナからの受信信号を直交復調器に入力して二つのミキサで局部発振器から供給される受信信号とほぼ同じ周波数でかつ $\pi/2$ の位相差を持つ局部発振信号と乗算し、直接ベースバンド帯に周波数変換する。こうしてベースバンドに周波数変換された2系統の信号は $\pi/2$ の位相差を持っており、それぞれ低域通過フィルタを通過することによって所望チャンネルの信号が選択される。

【0006】図13は、このチャンネル選択の様子を示す図である。すなわち、所望チャンネルの信号は0周波数（直流）に周波数変換された後、低域通過フィルタによ

って選択され、他のチャンネルや干渉波は低域通過フィルタによって除去される。選択された所望チャンネルの信号は、ベースバンド増幅器によって所望の信号レベルまで増幅された後、A/D変換器によりデジタル信号に変換され、デジタル信号処理部で原データに復調される。

【0007】このダイレクトコンバージョン方式では、受信信号を直接ベースバンド帯に周波数変換するため、中間周波数への周波数変換を行うことに起因するイメージ妨害が原理的に存在しない。従って、スーパーヘテロダイン方式で必須のイメージ抑圧用フィルタが不要となるという利点があり、異なる無線通信システム毎に別の部品を必要とすることがなく、一系統で複数の無線通信システムに対応する広帯域の受信機を実現できる。また、チャンネル選択用の低域通過フィルタはLSI化が可能である。従って、ダイレクトコンバージョン方式は近年のLSIの進歩と共に受信機の小型化、低価格化を実現できる受信方式として大いに注目されている。

【0008】しかし、ダイレクトコンバージョン方式ではその構成上、必然的に前述のようにベースバンド復調方式を用いる必要があり、その分柔軟性に欠けるのが難点である。これを解決する方式として、例えば特開昭59-196629「FM受信機」、特開平1-206759「FSK信号受信機」に記載されているように、受信信号を直交復調した後、再周波数変換を行って中間周波帯で信号処理を行う方式が提案されてきた。

【0009】図12は、特開昭59-196629に記載されたFM受信機の構成を示す図である。アンテナ50からの受信信号を二つのミキサ52a、52bと $\pi/2$ 移相器53および局部発振器54から構成される直交復調器51で直交復調し、チャンネル選択用の低域通過フィルタ55a、55bに通すまでは、通常のダイレクトコンバージョン受信機と同様である。

【0010】低域通過フィルタ55a、55bを通してチャンネル選択された信号は、ミキサ57a、57b、 $\pi/2$ 移相器58、局部発振器59および加算器60から構成される直交変調器56により、所定の中間周波数に周波数変換される。この後、信号方式に応じて中間周波帯で復調が行われ、この例では受信信号がFM信号であるため、リミタ61、周波数弁別器62によって復調が行われる。また、特開平1-206759に記載された「FSK信号受信機」では、図12の局部発振器59がクロック発生器になっているが、基本的な構成は同じである。

【0011】しかし、図12のような構成で複数の無線通信システムに対応しようとする場合には、次のような問題が生じる。まず、チャンネル選択用である低域通過フィルタ55a、55bは、狭帯域信号から広帯域信号までの全システム帯域についてチャンネル選択ができるように、広範囲に通過域の周波数を可変とする必要があり、

さらにチャネル選択機能を持たせるために、非常に急峻な次数の高いフィルタが必要となる。一方、直交復調器51内の局部発振器54については、チャネル間隔の異なる複数の無線通信システム全てに対応できるように発振周波数を設定できる必要がある。

【0012】このように図12の構成で複数の無線通信システムに対応するためには、アナログ回路に多大な負担を強いることになる。一般に、アナログ回路はデジタル回路に比べて、特性ばらつきが大きい上、温度変化、経年変化等も受け易いため、アナログ回路に負担を強いることは、受信機の性能および安定性の向上を図る上で得策とは言えない。

【0013】

【発明が解決しようとする課題】上述したように、従来のダイレクトコンバージョン方式を改良した構成で周波数や帯域の異なる複数の無線通信システムに対応できる受信装置を実現するためには、アナログ回路で構成される低域通過フィルタや局部発振器に大きな負担がかかり、そのため特性ばらつきが大きいばかりでなく、温度変化や経年変化等も受け易いという問題点があった。

【0014】本発明は、このような従来技術の問題点を解決すべくなされたもので、無線回路部の部品点数を減少させることができ、しかもアナログ回路で構成される局部発振器やフィルタに過大な負担をかけることなく、デジタル信号処理を活用して柔軟に周波数や帯域の異なる複数の無線通信システムに対応できる受信装置を提供することを目的とする。

【0015】

【発明を解決するための手段】上記の課題を解決するために、本発明はダイレクトコンバージョン方式の受信装置において、複数チャネルの変調信号の受信信号を一括してベースバンド信号に変換するとともに、チャネル選択をデジタル処理により実現することを可能としている。

【0016】本発明に係る一つの受信装置では、複数チャネルの変調信号が受信され、その受信信号が直交復調器に入力される。直交復調器では、受信信号を $\pi/2$ の位相差を持つ二つの局部発振信号と乗算して $\pi/2$ の位相差を持つ第1および第2のベースバンド信号を出力する。

【0017】これら第1および第2のベースバンド信号は、第1および第2の低域通過フィルタをそれぞれ介して直交変調器に入力される。第1および第2の低域通過フィルタは、干渉波除去と後続のA/D変換器に対するアンチエイリアシング機能を有する。直交変調器では、第1および第2の低域通過フィルタの出力信号を $\pi/2$ の位相差を持つ二つの局部発振信号と乗算して $\pi/2$ の位相差を持つ第1および第2の中間周波数信号を出力する。

【0018】これら第1および第2の中間周波数信号は

A/D変換器によりデジタル信号に変換された後、デジタル信号処理部に入力される。デジタル信号処理部では、A/D変換器から出力されるデジタル信号から少なくとも一つのチャネルの信号を選択し、該選択した信号を処理して原データを再生する。

【0019】このように構成された受信装置においては、基本的にダイレクトコンバージョン方式であることにより無線回路部の部品点数が減少するとともに、アナログ回路で構成される局部発振器やフィルタの負担が軽減され、柔軟に周波数や帯域の異なる複数の無線通信システムに対応することが可能となる。

【0020】すなわち、この受信装置ではデジタル信号処理部において例えばデジタルフィルタを用いて所望チャネルの選択を行うため、低域通過フィルタは干渉波の除去とA/D変換器でのエイリアシング防止を達成できる程度の次数でよく、急峻な特性は要求されないため広帯域化ができ、その実現が容易となる。

【0021】また、直交変調器の出力信号周波数である中間周波数を局部発振器の発振周波数によって自由に設定できるため、A/D変換器の動作速度や低域通過フィルタの次数を実現容易な範囲に抑えるのに最適な中間周波数を設定でき、複数の無線通信システムに対しても柔軟に対応できる。

【0022】さらに、デジタル信号処理部においてタップ係数の変更が容易にプログラマブル可能でローパスフィルタやバンドパスフィルタを自由に構成できるデジタルフィルタによって所望チャネルの信号を選択することができるため、複数チャネルの信号の同時選択も容易であり、またA/D変換器の入力における所望チャネルの周波数(中間周波数)の自由度が上がり、直交変調器で用いられるアナログの局部発振器に対しても厳密な周波数管理が不要となり、シンセサイザで構成した場合でもハードウェア構成が重くなることはない。

【0023】一方、直交復調器内のアナログの局部発振器については、システム帯域内の全ての搬送波周波数と正確に同じ周波数で発振させる必要はなく、受信しようとする無線通信システムの周波数に近い周波数で発振できればよいので、その実現が容易となる。

【0024】本発明に係る他の受信装置では、直交復調器からの第1および第2のベースバンド信号が第1および第2の低域通過フィルタをそれぞれ介して直交変調器で第1および第2の中間周波数信号にそれぞれ変換され、さらにA/D変換器によりデジタル信号に変換された後、デジタルダウンコンバータに入力される。デジタルダウンコンバータは、入力されたデジタル信号を $\pi/2$ の位相差を持つ二つの基準クロック信号と乗算して $\pi/2$ の位相差を持つ第1および第2のデジタル信号を生成し、かつ第1および第2のデジタル信号から少なくとも一つのチャネルの信号を選択して出力する。

そして、このデジタルダウンコンバータの出力信号が

デジタル信号処理部で処理され、原データが再生される。

【0025】この受信装置では、上記と同様にアナログ回路部の負担が軽減されるほか、デジタルダウンコンバータにチャンネル選択機能を持たせることにより、デジタル信号処理部はチャンネル選択のためのデジタルフィルタを必要とせず、単にデータ再生を行う機能のみであればよい。特にデジタル信号処理部をDSP（デジタルシグナルプロセッサ）で実現する場合に有効である。

【0026】本発明に係る別の受信装置では、受信信号がA/D変換器により直接デジタル信号に変換された後、上記と同様のデジタルダウンコンバータに入力され、このデジタルダウンコンバータの出力信号がデジタル信号処理部で処理されて、原データの再生が行われる。この場合はデジタルダウンコンバータとして高速動作のハードウェアが必要となるが、アナログ回路部とデジタル信号処理部の負担は軽減される。

【0027】本発明に係るさらに別の受信装置では、直交復調器からの第1および第2のベースバンド信号が第1および第2の低域通過フィルタをそれぞれ介して第1および第2のA/D変換器によりデジタル信号に変換された後、デジタル直交変調器に入力され、デジタル処理により第1および第2の中間周波数信号に変換される。そして、これらデジタル信号からなる第1および第2の中間周波数信号が先と同様にデジタルダウンコンバータに入力され、このデジタルダウンコンバータの出力信号がデジタル信号処理部で処理されることにより、原データが再生される。

【0028】このように構成される受信装置では、デジタルダウンコンバータにチャンネル選択機能を持たせることにより、デジタル信号処理部はチャンネル選択のためのデジタルフィルタを必要とせず、データ再生を行う機能のみであればよい。特にデジタル信号処理部をDSPで実現する場合に有利であるばかりでなく、直交変調器がデジタル回路で構成されることにより、アナログ回路部の負担がさらに軽減され、アナログ回路部の経年変化の影響、回路定数のばらつき等の影響が除去される。

【0029】本発明に係るさらにもう一つの受信装置では、直交復調器からの第1および第2のベースバンド信号が第1および第2の低域通過フィルタをそれぞれ介して第1および第2のA/D変換器によりデジタル信号に変換された後、デジタル直交変調器を介さずに直接デジタルダウンコンバータに入力される。デジタルダウンコンバータでは、第1および第2のA/D変換器から出力されるデジタル信号を同相の基準クロック信号と乗算して $\pi/2$ の位相差を持つデジタル信号からなる第1および第2のベースバンド信号を生成し、かつ第1および第2のデジタル信号から少なくとも一つの

チャンネルの信号を選択して出力する。そして、このデジタルダウンコンバータの出力信号がデジタル信号処理部で処理されることで原データが再生される。このようにすると、直交変調器が不要となることにより、回路規模の削減が可能となる。

【0030】

【発明の実施の形態】以下、図面を参照して本発明の実施の形態について説明する。

（第1の実施形態）図1に、本発明の第1の実施形態に係る受信装置の構成を示す。この受信装置は、アンテナ10、直交復調器11、低域通過フィルタ15a、15b、直交変調器16、A/D変換器21およびデジタル信号処理部22から構成されている。直交復調器11は、ミキサ12a、12b、 $\pi/2$ 移相器13および局部発振器14から構成される。直交変調器16は、ミキサ17a、17b、 $\pi/2$ 移相器18、局部発振器19および加算器20から構成される。なお、実際には受信装置内に各種の増幅器も設けられるが、増幅器は本質的な要素でないため、ここでは図示および説明を省略する。

これは以後の実施形態においても、同様である。

【0031】図2は、デジタル信号処理部22の構成例を示しており、デジタルフィルタ101、復調部102、誤り訂正部103および復号部104を有する。このデジタル信号処理部22は、ハードウェアによって構成してもよいし、また、いわゆるデジタルシグナルプロセッサ（DSP）で構成して、ソフトウェアによる処理で実現してもよい。

【0032】本実施形態の受信装置では、アンテナ10で複数の無線通信システムの全システム帯域の変調信号を受信し、その受信信号を直交復調器11でベースバンド帯に直交復調した後、干渉波除去によるシステム帯域の選択とアンチエイリアジング機能を持つ低域通過フィルタ15a、15bを介して直交変調器16に入力して中間周波数帯への再変調を行い、再変調後の信号をA/D変換器21を介してデジタル信号処理部22に送り、チャンネル選択と原データの再生を行う。

【0033】以下、図3～図5を参照して本実施形態による受信装置の動作を具体的に説明する。アンテナ10から出力される受信信号は、まず直交復調器11に入力され、ミキサ12a、12bにより局部発振器14から $\pi/2$ 移相器13を介して供給される $\pi/2$ の位相差を持つ局部発振信号（復調用搬送波信号）とそれぞれ乗算されることによって、 $\pi/2$ の位相差を持つ二つのベースバンド信号（直交ベースバンド信号）に周波数変換される。

【0034】今、図3に示すような周波数配置を有する複数チャンネルの信号がアンテナ10に入力される場合を考える。図3中に示すシステム帯域300は、搬送波周波数の異なる5つのチャンネル301～305を有する無線通信システムを想定しており、システム帯域300の

真ん中のチャンネル303の搬送波周波数を $f_c$ としている。また、システム帯域300の外側には干渉波306が存在する。ここで、説明を分かり易くするために、直交復調器11内の局部発振器14の発振周波数を真ん中のチャンネル303の搬送波周波数 $f_c$ と同一周波数に設定した場合について述べる。

【0035】アンテナ10からの図3に示す周波数配置の受信信号は、直交復調器11により直交復調され、図4に示すようにベースバンド帯の信号に周波数変換される。すなわち、図3のシステム帯域300内の各チャンネル301～305の信号は、図4のシステム帯域400内の信号401～405に周波数変換され、特に図3の真ん中のチャンネル303（搬送波周波数 $f_c$ ）は、局部発振器14から $\pi/2$ 移相器13を介して供給される局部発振周波数 $f_c$ とミキシングされることにより、 $f_o = 0$ なる周波数（直流）のチャンネル403の信号に変換される。

【0036】直交復調器11から出力される図4に示したベースバンド帯の信号は、システム帯域400外の干渉波406の除去と後段のA/D変換器21に対するアンチエイリアジング機能の働きを併せ持つ低域通過フィルタ15a、15bによって、図4のシステム帯域選択400内の信号のみが破線で示すように選択される。アンチエイリアジングは、A/D変換器21にそのサンプリング周波数 $f_s$ の $1/2$ 以上の周波数成分が入力されることによる折り返し歪み（エイリアジング）の発生を防止するために、予め $f_s/2$ 以上の周波数成分を除去する操作であり、ここでは低域通過フィルタ15a、15bがその役割を担う。

【0037】低域通過フィルタ15a、15bを通過した信号は、直交変調器16に入力され、ミキサ17a、17bにより局部発振器19から $\pi/2$ 移相器18を介して供給される $\pi/2$ の位相差を持つ局部発振信号（変調用搬送波信号）とそれぞれ乗算されることにより、中間周波帯に周波数変換されて第1および第2の中間周波数信号となり、さらにミキサ17a、17bの出力は加算器20で合成されて出力される。

【0038】図5は、局部発振器19の発振周波数を $f_u$ に設定したときの直交変調器16の出力信号の周波数配置を示す図である。同図に示されるように、図4に示した周波数 $f_o = 0$ （直流）のチャンネル403の信号は、 $f_u$ なる中間周波帯の信号503に変換されている。図4のチャンネル403以外のチャンネル、例えばチャンネル404の信号は、 $f_u$ と異なる中間周波数 $f_u'$ のチャンネル505の信号に変換されている。直交変調器16の出力信号である第1および第2の中間周波数信号はA/D変換器21に入力され、ここで中間周波数帯に変換されたシステム帯域500内の全チャンネル501～505の信号が一括してデジタル信号に変換された後、デジタル信号処理部22に入力される。

【0039】デジタル信号処理部22は図2に示したように構成され、図5に示す5つのチャンネル501～505の中から所望チャンネル（例えばチャンネル503）の信号をデジタルフィルタ101によって選択し、復調部102で復調、さらに誤り訂正部103で誤り訂正を行った後、復号部104で復号を行って原データを再生する。

【0040】次に、本実施形態による受信装置の特有の効果について述べる。本実施形態の受信装置では、まずデジタル信号処理部22においてデジタルフィルタ101により所望チャンネルのチャンネル選択が行われる点で、従来の例えば図12に示したダイレクトコンバージョン受信機においてアナログの低域通過フィルタ55a、55bによって図13に示したように所望チャンネルがチャンネル選択されることと大きく異なっている。

【0041】従って、本実施形態におけるアナログの低域通過フィルタ15a、15bは、干渉波の除去とA/D変換器21でのエイリアジング防止を達成できる程度の次数でよく、図12の従来のダイレクトコンバージョン受信機におけるチャンネル選択のための急峻な特性が要求される低域通過フィルタ55a、55bに比べて広帯域にすることができ、その実現が容易である。

【0042】また、本実施形態の受信装置では、直交変調器16の出力信号周波数である中間周波数 $f_u$ を局部発振器19の発振周波数によって自由に設定できることも特徴であり、これは受信装置として次のような利点となる。

【0043】サンプリング定理から、A/D変換器21でのサンプリング周波数は、中間周波数 $f_u$ の2倍以上に設定する必要がある。このため、中間周波数 $f_u$ をあまり高く設定すると、A/D変換器21のサンプリング周波数（動作速度）を上げなければならず、A/D変換器21の負担が大きくなる。逆に、中間周波数 $f_u$ をあまり低く設定し過ぎると、アンチエイリアジング機能を実現する低域通過フィルタ15a、15bの特性を急峻にすべくフィルタ次数を高くしなければならず、フィルタ15a、15bの負担が重くなるという問題が生じる。これらのことから、中間周波数 $f_u$ を最適な値に設定する必要がある、信号の周波数や帯域が異なる複数の無線通信システムに適応させるためには、システム毎に最適な中間周波数 $f_u$ が異なる。

【0044】この点、本実施形態では使用する無線通信システムの周波数や帯域に対応して局部発振器19の発振周波数を変えるだけで、A/D変換器301の動作速度および低域通過フィルタ15a、15bの次数を実現可能な範囲に抑えるのに最適な中間周波数 $f_u$ を設定でき、複数の無線通信システムに対しても柔軟に対応できる。局部発振器19を例えば局部発振器19をシンセサイザによって構成すれば、発振周波数の可変は容易である。



【0045】さらに、本実施形態においてはデジタル信号処理部22内のデジタルフィルタ101によって所望チャネルの信号を選択するため、複数チャネルの信号の同時選択も容易である。すなわち、図9に示した従来のダイレクトコンバージョン受信機におけるアナログの低域通過フィルタ55a、55bによるチャネル選択と異なり、本実施形態におけるデジタルフィルタ101によるチャネル選択では、例えば図5中のチャネル503とチャネル505というように2つまたはそれ以上の数のチャネルを同時に所望チャネルとするような場合でも、デジタルフィルタ101によりバンドパスフィルタリングを行うことで、これら複数の所望チャネルの信号を同時に選択することが可能である。

【0046】また、デジタル信号処理部22においては、デジタルフィルタ101のタップ係数の変更も容易にプログラマブルに制御可能となり、必要に応じてローパスフィルタやバンドパスフィルタを自由に構成できる。すなわち、デジタル信号処理部22では、デジタルフィルタ101に上述のごとくバンドパスフィルタやローパスフィルタを用いることで、自由にチャネル選択を行うことができるため、A/D変換器21の入力における所望チャネルの周波数（中間周波数）に比較的自由度を持たせることができる。さらに、直交変調器16で用いられているアナログの局部発振器19に対しても、厳密な周波数管理が必要なくなり、たとえシンセサイザであってもハードウェア構成はそれ程重くはならないという利点がある。

【0047】一方、直交復調器11内のアナログの局部発振器14については、システム帯域内の全ての搬送波周波数と同じ周波数で発振させる必要はなく、受信しようとする無線通信システムの周波数に近い周波数で発振できればよいので、その実現が容易となる。この理由を以下に説明する。

【0048】図3では、説明を分かり易くするため局部発振器14の発振周波数を $f_c$ とした場合について説明したが、実際には搬送波周波数 $f_c$ 付近の周波数に設定されていればよく、必ずしも5チャネルの搬送波周波数と正確に一致している必要はない。これは、本実施形態の受信装置が直交復調器11と直交変調器16を縦続に配置した構成となっていることによる。

【0049】すなわち、局部発振器14の発振周波数は、直交復調器11内の $\pi/2$ 移相器13が搬送波周波数 $f_c$ 付近の周波数で正しく $\pi/2$ の位相差を持つ二つの信号を出力でき、また直交変調器16内の $\pi/2$ 移相器18が図4のベースバンド周波数 $f_o$ のシステム帯域400内で正しく $\pi/2$ の位相差を持つ二つの信号を出力できる範囲であればよい。このようにすることで、直交復調器11内のミキサ12a、12bおよび直交変調器16内のミキサ17a、17bにおいてそれぞれ行われる周波数変換操作によってイメージ信号は十分に抑圧

される。このように局部発振器14はその発振周波数は厳密に設定する必要がないので、その実現を容易にすることができる。

【0050】（第2の実施形態）図6は、本発明の第2の実施形態に係る受信装置の構成を示している。図1と同一部分に同一符号を付して説明すると、本実施形態ではA/D変換器21から出力されるデジタル信号がデジタルダウンコンバータ31を介してデジタル信号処理部36に入力される点が第1の実施形態と異なる。

【0051】デジタルダウンコンバータ31は、A/D変換器21からのデジタル信号をデジタル的に直交復調した後、チャネル選択を行い、デジタル信号処理部36に渡すものであり、デジタルミキサ32a、32b、デジタル $\pi/2$ 移相器33、基準クロック発生器34およびデジタルフィルタ35a、35bから構成される。

【0052】すなわち、A/D変換器21から出力されるデジタル信号は、デジタルダウンコンバータ31において、まずデジタルミキサ32a、32bにより基準クロック発生器34からデジタル $\pi/2$ 移相器33を介して供給される $\pi/2$ の位相差を持つ二つの基準クロック信号とそれぞれ乗算され、これらデジタルミキサ32a、32bの出力信号がデジタルフィルタ35a、35bを介してデジタル信号処理部36に入力される。

【0053】このようにチャネル選択をデジタルダウンコンバータ31で行うため、本実施形態ではデジタル信号処理部36にチャネル選択のためのデジタルフィルタを必要とせず、図7に示すように復調部201、誤り訂正部202および復号部203によって構成される。この構成は、特にデジタル信号処理部36をデジタルシグナルプロセッサ（DSP）で実現する場合に有効である。

【0054】すなわち、DSPに直交復調、チャネル選択フィルタおよびシンセサイザ等の機能を持たせると一般に処理量が膨大になり、リアルタイム動作をさせることが難しくなる。従って、本実施形態のように直交復調、チャネル選択フィルタおよびシンセサイザ機能をデジタルダウンコンバータ31でハードウェアとして実現し、それ以外の復調、誤り訂正および復号といった処理をデジタル信号処理部36で実現することが好ましい。デジタルダウンコンバータは、例えばハリス社製“HSP50016”が既に製品化されており、これを図6中のデジタルダウンコンバータ31として使用することができる。

【0055】このように本実施形態の構成によれば、復調の所要パラメータはデジタル信号処理部36でのソフトウェアによって容易に変更可とすることができ、しかも直交復調、チャネル選択フィルタ、シンセサイザ機能等については、ハードウェアからなるデジタルダウン

コンバータ 31 で容易にリアルタイム動作を実現することができる。

【0056】（第 3 の実施形態）図 8 に、本発明の第 3 の実施形態に係る受信装置の構成を示す。本実施形態では、第 2 の実施形態における直交復調器 11 および直交変調器 16 を除去し、アンテナ 10 からの受信信号を図示しない増幅器を介して A/D 変換器 40 でデジタル信号に変換した後、図 6 中のデジタルダウンコンバータ 31 と同様のデジタルミキサ 42 a、42 b、デジタル  $\pi/2$  移相器 43、基準クロック発生器 44 およびデジタルフィルタ 45 a、45 b により構成されるデジタルダウンコンバータ 41 に入力し、直交変調を行って周波数を下げた後にチャネル選択を行い、デジタル信号処理部 46 に入力している。デジタル信号処理部 46 は、第 2 の実施形態におけるデジタル信号処理部 36 と同様に図 7 に示すように構成される。

【0057】本実施形態によると、第 2 の実施形態のように受信信号をアナログの直交復調器 11 で直交復調してから直交変調器 16 で再周波数変換し、デジタルダウンコンバータ 31 に入力する構成に比較して、デジタルダウンコンバータ 41 をより高速動作させる必要があるが、他の点については第 2 の実施形態と同様の効果を得ることができる。

【0058】（第 4 の実施形態）図 9 は、本発明の第 4 の実施形態に係る受信装置の構成を示している。本実施形態は図 6 に示した第 2 の実施形態と類似しているもので、図 6 と同一部分に同一符号を付して第 2 の実施形態との相違点を中心に説明する。

【0059】本実施形態では、第 2 の実施形態を示す図 6 における A/D 変換器 21 を除去し、代わって低域通過フィルタ 15 a、15 b と直交変調器 16 の間に A/D 変換器 71 a、71 b を挿入した点が第 2 の実施形態の A/D 変換器 21 と基本的に異なり、またこれに伴い図 6 ではアナログ回路で構成されていた直交変調器 16 がデジタル回路で構成された直交変調器 72 に置き換えられている。

【0060】デジタル直交変調器 72 は、デジタルミキサ 73 a、73 b、 $\pi/2$  移相器 74、基準クロック発生器 75 および加算器 76 から構成され、デジタルミキサ 73 a、73 b は基準クロック発生器 75 から局部発振信号として  $\pi/2$  移相器 74 により  $\pi/2$  の位相差が与えられた基準クロック信号がそれぞれ供給され、 $\pi/2$  の位相差を持つデジタル信号からなる第 1 および第 2 の中間周波数信号を出力する。

【0061】すなわち、図 6 では直交復調器 11 によりベースバンドに変換された受信信号（第 1 および第 2 のベースバンド信号）をアナログ回路からなる直交変調器 16 を用いて再度中間周波数にアップコンバートして第 1 および第 2 の中間周波数信号を生成した後に、A/D 変換器 21 によりデジタル化していたのに対して、本

実施形態では直交復調器 11 から出力される第 1 および第 2 のベースバンド信号を先に A/D 変換器 71 a、71 b を用いてデジタル信号に変換した後に、直交変調器 72 でデジタル処理により中間周波数にアップコンバートして、第 1 および第 2 の中間周波数信号を生成するようにしている。

【0062】このような本実施形態の構成により、図 6 ではアナログ回路で実現されていた直交変調器 16 をデジタル回路からなる直交変調器 72 で実現することが可能となる。これによって、図 6 の実施形態で述べた効果を何ら損なうことなく、アナログ部の負担を軽減することが可能となり、アナログ回路をデジタル回路に置き換えることによる経年変化の影響の低減、回路定数のばらつきの影響の除去等の効果が新たに得られる。

【0063】また、本実施形態では図 6 では一つであった A/D 変換器 21 が二つに増えたことにより、一見ハードウェア規模が増大するかの印象を与えるが、本実施形態に必要な A/D 変換器 71 a、71 b の変換速度は直交復調器 11 から出力されるベースバンド信号をデジタル信号に変換するのに必要な速度であればよいので、第 2 の実施形態に示した中間周波数信号をデジタル信号に変換する A/D 変換器 21 の変換速度の  $1/2$  以下でよい。

【0064】従って、例えば第 2 の実施形態における A/D 変換器 21 と同一速度の A/D 変換器を用いれば、一つの A/D 変換器を図 9 における A/D 変換器 71 a、71 b としてパラレル動作させることで、I、Q チャネルの A/D 変換が可能であると言えることになり、A/D 変換器への負担は第 2 の実施形態と同等か、それより小さいものとなるため、A/D 変換器に対する仕様が第 2 の実施形態よりも厳しくなることはない。

【0065】なお、この第 4 の実施形態および前述した第 2 の実施形態においては、受信特性の観点から、図 6 の直交変調器 16 内の局部発振器 19 の発振周波数および図 9 のデジタル直交変調器 72 内の基準クロック発生器 75 の発振周波数を次のように選ぶことが望ましい。図 10 (a) に示すように、最終的にデジタルダウンコンバータ 31 で選択される所望チャネルの信号帯域内に局部発振器 19 または基準クロック発生器 75 の発振周波数  $f_u$  が入ると、所望信号に局部発振器 19 または基準クロック発生器 75 の出力信号がローカルリークとなってデジタルダウンコンバータ 31 に入力されてしまうため、受信特性の劣化を招く場合がある。

【0066】これに対しては、局部発振器 19 や基準クロック発生器 75 の発振周波数を所望チャネルの信号帯域外の周波数に設定することにより、ローカルリークの影響を回避することが可能となる。予め所望チャネルが決められている場合は、所望チャネルの信号帯域外の周波数、例えば図 10 (b) の周波数  $f_u$  に局部発振器 19 や基準クロック発生器 75 の発振周波数を設定すれば

よい。また、複数の所望チャネルがある場合は、受信する信号の帯域の中間、例えば図10(b)の周波数 $f_u'$ に局部発振器19や基準クロック発生器75の発振周波数を設定すればよい。

【0067】(第5の実施形態)図11は、本発明の第5の実施形態に係る受信装置の構成を示している。本実施形態は図9で説明した第4の実施形態と類似しているため、図9と同一部分には同一符号を付して第4の実施形態との相違点を説明する。

【0068】図11に示されるように、本実施形態では図9における直交変調器72を除去し、IチャネルおよびQチャネルのA/D変換器71a、71bの出力信号を直接デジタルダウンコンバータ31'内のデジタルミキサ32a、32bに入力するようにしている。デジタルダウンコンバータ31'においては、図6および図9の場合と異なり、デジタルミキサ32a、32bに基準クロック発生器34から局部発振信号として供給される基準クロック信号を同相としており、図6および図9に示したデジタルダウンコンバータ31内のデジタル $\pi/2$ 移相器33は不要となる。

【0069】本実施形態の構成によると、第4の実施形態で必要であった直交変調器72が不要となり、回路規模の削減が可能となる。すなわち、図9に示した第4の実施形態の構成では、直交復調器11によりベースバンド信号に変換されたI、Qチャネルの受信信号をA/D変換器71a、71bでそれぞれA/D変換した後、直交変調器72で再度中間周波数信号にアップコンバートし、その後段でデジタルダウンコンバータ31によって直交復調、チャネル選択を行っていた。

【0070】これに対し、本実施形態においてはA/D変換器21a、21bでデジタル信号に変換されたI、Qチャネルのベースバンド信号をデジタルダウンコンバータ31'内のデジタルミキサ32a、32bにそれぞれ直接入力することによって、直交変調器72を省略しつつ、デジタルダウンコンバータ31'でチャネル選択を行うことを可能としている。

【0071】次に、本実施形態における復調の原理を説明する。アンテナ10からの受信信号は、図3に示したようにシステム帯域300の中に搬送波周波数の異なる複数のチャネル(図の例で5チャネル)301~305を有する無線通信システムの信号とする。この受信信号は、直交復調器11においてミキサ12a、12bでシステム帯域300の真ん中のチャネル303の搬送波周波数 $f_c$ と同一周波数で発振する局部発振器14からの局部発振信号と乗算されることにより、直交復調される。

【0072】この直交復調された信号は、図4に示したように $f_o = 0$ の周波数(直流)のI、Qチャネルの信号に変換される。この信号は初段の直交復調器11の入力からみればベースバンド信号であるが、この信号の中

に実際には複数のチャネルの信号が含まれており、チャネル選択はまだなされていない段階である。ここで、図6に示した第2の実施形態および図9に示した第4の実施形態においては、これらチャネル選択前の複数のチャネルの信号を含んだベースバンド信号を直交変調器16および72によって中間周波数帯にアップコンバートした後、デジタルダウンコンバータ31を用いて直交復調(周波数変換)、チャネル選択という操作を行っていた。

【0073】本実施形態では、この操作を省略し、いわば直交復調器11から出力されるベースバンド信号を複数のチャネルの信号を含みI、Qチャネルに分かれた中間周波数信号と見做し、直接デジタルダウンコンバータ31'内の二つのミキサ32a、32bに入力することによって、ベースバンド帯への周波数変換とチャネル選択のためのフィルタリングを行っていることになる。すなわち、直交復調器11から出力される信号は真ん中のチャネル303(搬送波周波数 $f_c$ )の信号のみが零周波数の信号に変換されているが、本実施形態ではデジタルダウンコンバータ31'で所望チャネルの信号のみを零周波数の信号に変換している。

【0074】この場合、第2の実施形態および第4の実施形態では、デジタルダウンコンバータ31のデジタルミキサ32a、32bに供給する局部発振信号(基準クロック信号)は $90^\circ$ の位相差を持った直交信号であったのに対し、本実施形態においてはデジタルダウンコンバータ31'から出力されるI、Qチャネルの信号の直交性を保つために、デジタルダウンコンバータ31'内のデジタルミキサ32a、32bに供給する局部発振信号(基準クロック信号)を同相信号とすることに注意する必要がある。

【0075】なお、本発明は上述した実施形態に限られるものでなく、次のように種々変形して実施することが可能である。

(1)例えば、図1、図6、図9、図11における低域通過フィルタ12a、12bは、システム帯域内の全チャネルの信号を通す必要は必ずしもなく、システム帯域内の一部の不要なチャネルを除去するような機能を備えていてもよい。この場合、直交復調器11内の局部発振器14の発振周波数を受信しようとする所望波の近くに設定することが可能であり、これによって図1におけるデジタル信号処理部22や、図6、図9におけるデジタルダウンコンバータ31、さらに図11におけるデジタルダウンコンバータ31'において、チャネル選択する信号の周波数を低くすることができるため、処理がし易くなるという利点がある。

【0076】(2)図1、図6、図9および図11における低域通過フィルタ12a、12bは、通過域の周波数可変機能を備えていてもよい。これは対象とする無線システムによってシステム帯域が異なる場合に有効であ

る。

【0077】(3) 図1、図6におけるA/D変換器21の前段に、必要に応じて直交変調器16で発生する高調波成分を除去するための比較的広帯域なバンドパスフィルタもしくはローパスフィルタを挿入してもよい。

【0078】(4) また、本発明の基本構成をさらに発展させた形態として、アンテナからの受信信号をA/D変換器で直接デジタル信号に変換した後、直接デジタル信号処理部に入力し、そのデジタル信号処理部でチャンネル選択、復調等の処理を行う構成をとることも可能である。この場合、デジタル信号処理部にデジタルダウンコンバータの機能を持たせてもよい。

【0079】

【発明の効果】以上説明したように、本発明の受信装置では、無線回路部を小型化・低価格化に有利なダイレクトコンバージョン方式とした上で、複数の無線通信システムを収容したシステム帯域の複数チャネルの変調信号を一括してベースバンド信号に直交復調し、この直交ベースバンド信号を低域通過フィルタに通した後、直交変調器で再度中間周波数に周波数変換し、この中間周波数信号をA/D変換器でデジタル信号に変換し、デジタル信号処理部においてチャンネル選択とデータ再生を行う。

【0080】従って、低域通過フィルタは干渉波除去とA/D変換器に対するアンチエイリアジングの機能を持たばよく、チャンネル選択に必要な急峻な特性が要求されず、広帯域特性のフィルタを使用でき、また中間周波数を自由に設定できることから、A/D変換器のサンプリング周波数や低域通過フィルタの次数を実現容易な範囲に抑えることが可能である。

【0081】また、システム帯域の信号を一括してデジタルフィルタで処理してチャンネル選択を行うことができるため、チャンネル帯域が異なるシステムに対してもフィルタの係数の変更で容易に対応でき、複数チャネルの同時選択も可能である。

【0082】さらに、直交復調器および直交変調器内のアナログ局部発振器についても、厳密な周波数管理が不要であるために実現が容易であり、シンセサイザで構成する場合でも特に負担が増すことはない。

【0083】一方、受信信号を直交復調器、低域通過フィルタおよび直交変調器を経た後、A/D変換器に通して得られるデジタル信号からなる中間周波数信号をデジタルダウンコンバータで直交復調してベースバンド信号に戻すと共にチャンネル選択を行い、デジタル信号処理部に渡す構成とすれば、デジタル信号処理部はチャンネル選択のためのデジタルフィルタを必要とせず、単にデータ再生を行えばよいため、デジタル信号処理部をDSPで実現する場合に有利となる。

【0084】また、受信信号をA/D変換器により直接デジタル信号に変換した後、デジタルダウンコンバ

ータを介してデジタル信号処理部でデータ再生を行うようにすれば、高速のデジタルダウンコンバータが必要となるが、基本的に上記と同様の効果が得られる。

【0085】さらに、直交復調器からの第1および第2のベースバンド信号を第1および第2の低域通過フィルタをそれぞれ介して第1および第2のA/D変換器によりデジタル信号に変換した後、デジタル直交変調器でデジタル処理により第1および第2の中間周波数信号に変換し、さらにデジタルダウンコンバータでベースバンド信号に戻してから、デジタル信号処理部で原データを再生するようにすれば、デジタルダウンコンバータにチャンネル選択機能を持たせることで、デジタル信号処理部はデータ再生機能のみであればよいためにデジタル信号処理部をDSPで実現する場合に有利となる上、直交変調器がデジタル回路で構成されることにより、アナログ回路部の負担がさらに軽減され、アナログ回路部の経年変化の影響、回路定数のばらつき等の影響を除去することができる。

【0086】また、直交復調器からの第1および第2のベースバンド信号を第1および第2の低域通過フィルタをそれぞれ介して第1および第2のA/D変換器によりデジタル信号に変換した後、デジタル直交変調器を介さずに直接デジタルダウンコンバータに入力し、同相の基準クロック信号を用いて周波数変換とチャンネル選択を行い、デジタル信号処理部で原データが再生するようにすれば、直交変調器が不要となることにより回路規模を削減することが可能となる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の第1の実施形態に係る受信装置の構成を示すブロック図

【図2】同実施形態におけるデジタル信号処理部の構成例を示すブロック図

【図3】同実施形態におけるアンテナの受信信号の周波数配置を示す図

【図4】同実施形態の受信装置で再周波数変換した後の信号を示す図

【図5】同実施形態の受信装置における直交復調後のベースバンド帯域の信号配置を示す図

【図6】本発明の第2の実施形態に係る受信装置の構成を示すブロック図

【図7】同実施形態におけるデジタル信号処理部の構成例を示すブロック図

【図8】本発明の第3の実施形態に係る受信装置の構成を示すブロック図

【図9】本発明の第4の実施形態に係る受信装置の構成を示すブロック図

【図10】本発明の第2および第4の実施形態の受信装置における直交変調器内の局部発振の発振周波数の好ましい選定法を説明するための信号配置を示す図

【図11】本発明の第5の実施形態に係る受信装置の構

成を示すブロック図

【図12】従来の改良されたダイレクトコンバージョン方式の受信装置の構成を示すブロック図

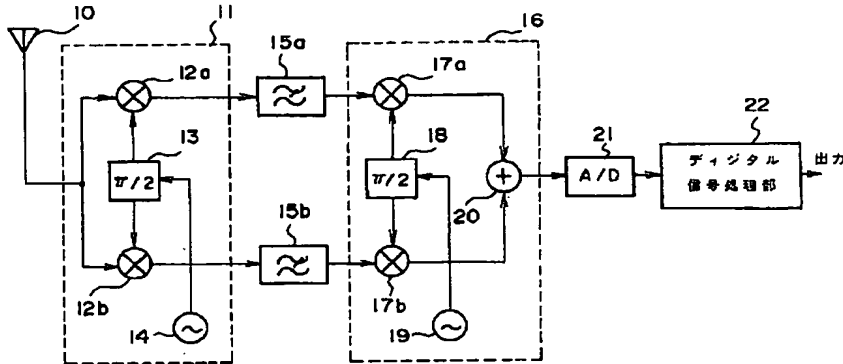
【図13】従来の受信装置での直交復調後のベースバンドでの信号を示す図

【符号の説明】

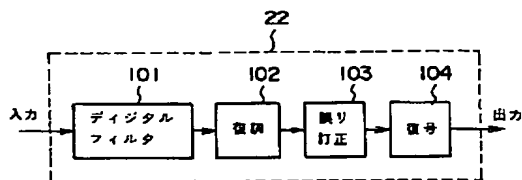
- 10…アンテナ  
11…直交復調器  
12a, 12b…ミキサ  
13… $\pi/2$ 移相器  
14…局部発振器  
15a, 15b…低域通過フィルタ  
16…直交変調器  
17a, 17b…ミキサ  
18… $\pi/2$ 移相器  
19…局部発振器  
20…加算器  
21…A/D変換器  
22…デジタル信号処理部  
31, 31'…デジタルダウンコンバータ  
32a, 32b…デジタルミキサ  
33…デジタル $\pi/2$ 移相器

- \* 34…基準クロック発生器  
35a, 35b…デジタルフィルタ  
36…デジタル信号処理部  
41…デジタルダウンコンバータ  
42a, 42b…デジタルミキサ  
43…デジタル $\pi/2$ 移相器  
44…基準クロック発生器  
45a, 45b…デジタルフィルタ  
46…デジタル信号処理部  
10 71, 71b…A/D変換器  
72…直交変調器  
73a, 73b…デジタルミキサ  
74… $\pi/2$ 移相器  
75…局部発振器  
76…加算器  
101…デジタルフィルタ  
102…復調部  
103…誤り訂正部  
104…復号部  
20 201…復調部  
202…誤り訂正部  
\* 203…復号部

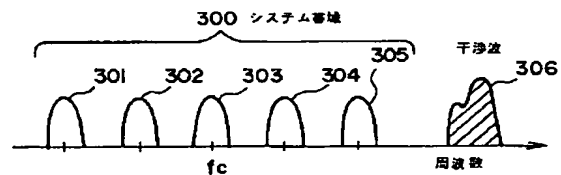
【図1】



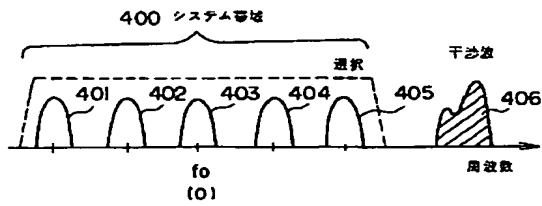
【図2】



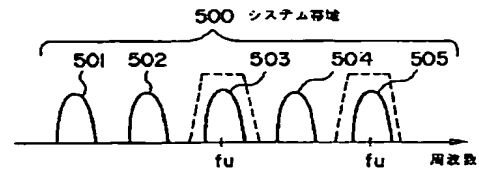
【図3】



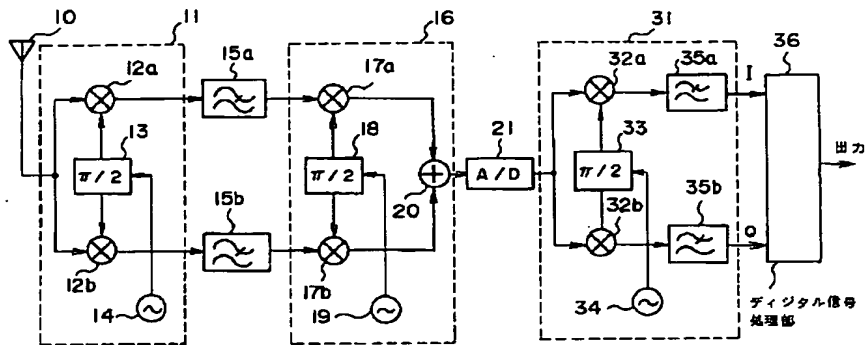
【図4】



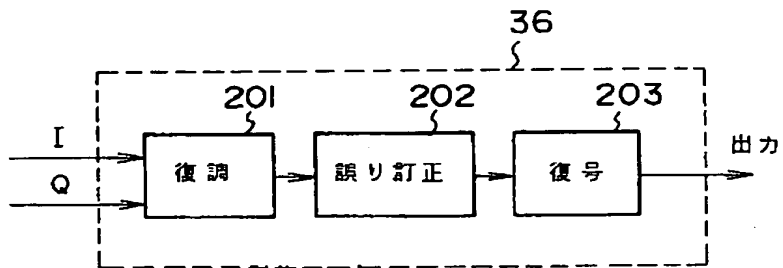
【図5】



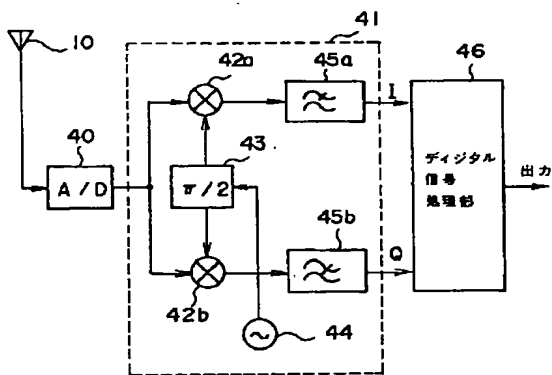
【図6】



【図7】

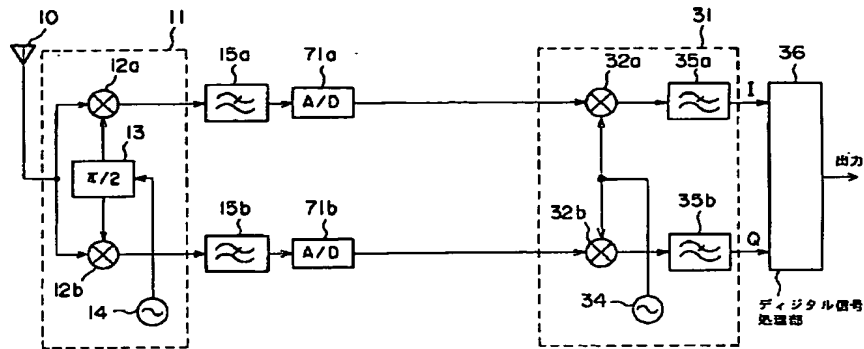


【図8】





【図11】



【図12】

